

МАШИНОБУДУВАННЯ, АВТОМАТИЗАЦІЯ ВИРОБНИЦТВА ТА ПРОЦЕСИ МЕХАНІЧНОЇ ОБРОБКИ

MANUFACTURING ENGINEERING AND AUTOMATED PROCESSES

УДК 621.793.927.7

**О.Шаблій¹, докт. фіз.-мат. наук; Ч.Пулька¹, докт. техн. наук;
О.Письменний², докт. техн. наук**

¹*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя*

²*Інститут електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України*

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ НАГРІВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ІНДУКТОР-МАГНІТОПРОВІД ДЛЯ НАПЛАВЛЕННЯ ТОНКИХ ЕЛЕМЕНТІВ КОНСТРУКЦІЙ

В роботі розроблено методику розрахунку нагрівальної системи індуктор-магнітопровід для наплавлення тонких дисків суцільної форми з урахуванням їх електрофізичних, енергетичних та геометричних параметрів. Отримані теоретичні та експериментальні результати підтвердили обґрунтованість вибраної методики з достатньою для інженерних розрахунків і практичних цілей точністю в межах 3-4%.

O.Shabliy, Ch.Pulka, O.Pysmennyi

TECHNIQUE OF CALCULATING THE HEATING SYSTEM INDUCTOR-MAGNETIC CIRCUIT FOR SURFACING OF THIN ELEMENTS OF CONSTRUCTIONS

The technique of calculating the heating system "inductor-magnetic circuit" for surfacing the thin unit-cast discs taking into account their electro physical, power and geometrical parameters is developed. The theoretical and experimental results have proved the substantiation of chosen technique with the preciseness 3-4% for engineering calculations and practical purposes.

1. Постановка задачі. В роботі [1] отримано числові результати і графічні залежності, які дають можливість в інженерній практиці підбирати конструктивні розміри двохвиткового кільцевого індуктора для наплавлення дисків у випадку, коли індуктор вільний від допоміжних засобів керування тепловим та електромагнітним полями, який забезпечує наплавлення тонких сталевих дисків зубчатої форми довільних діаметрів і розмірів зони наплавлення, виходячи з потреб технології без проведення експерименту, при мінімальних термінах та матеріальних затратах.

Використання лише електромагнітних екранів [2] разом з індуктором створює рівномірний розподіл потужності в зоні наплавлення за необхідним законом, дозволяє забезпечити необхідну її величину. Отримані числові результати і графічні залежності в цьому випадку дозволяють також підбирати конструктивні параметри індуктора для довільних діаметрів дисків і розмірів зони наплавлення без проведення експерименту, з урахуванням лише екранування електромагнітних полів.

В роботі [3] розроблено математичну модель для розрахунку нагрівальної системи (індуктор, тепловий та електромагнітний екрани), за допомогою якої можна проектувати складну нагрівальну систему для наплавлення дисків довільних діаметрів і розмірів зони наплавлення з метою забезпечення більш рівномірної товщини шару наплавлюваного металу без проведення експерименту, в порівнянні з описаними в роботі [1, 2] нагрівальними системами. Запропонована методика дозволяє визначати коефіцієнти екранування, а також проектувати конструкції пристосувань для електромагнітного і теплового екранування, з допомогою яких досягається більш рівномірне температурне поле в зоні наплавлення, від поверхні якої розплавляється порошкоподібний твердий сплав.

Наступним етапом в розробці іншої енергоощадної нагрівальної системи розроблено систему індуктор-магнітопровід для наплавлення суцільних дисків з визначенням електричних параметрів (опорів, ККД, $\cos\phi$) та потужності індукційної системи. Це необхідно не тільки для підбору типу джерела живлення, але й для розробки пристроїв, що узгоджують параметри індукційної системи та джерела живлення (трансформатори, конденсатори). Без цього неможливо забезпечити відбір необхідної потужності від джерела живлення і навіть забезпечити його працездатність. З цією метою розроблено методику розрахунку нагрівальної системи індуктор-магнітопровід, яка наведена нижче.

Як відомо, застосування магнітопроводу приводить до підвищення ККД і коефіцієнта потужності будь-якої індукційної системи. При використанні індукторів для нагрівання плоских поверхонь виробів виникає необхідність у підвищенні вказаних енергетичних показників, так як в цих випадках застосування індуктора без магнітопроводу приводить до того, що міра електромагнітного зв'язку струму індуктора з індукуючими в нагрівальній поверхні вихровими струмами стає малою, тому значно поступається такій при інших типах індукційних систем, наприклад, які складаються з індуктора, який охоплює нагрівальну деталь.

В електротехнічному відношенні розрахункова індукційна система може бути розглянута як двоконтурна, в якій первинний контур - це власне обмотка індуктора, а вторинний - це контур, який еквівалентний полю вихрових струмів в нагрівальному виробі. Цей контур виступає по відношенню до обмотки індуктора електричним навантаженням.

При розрахунку індукційних систем, які розглядаються, доцільно застосовувати метод схем заміщення [4-7], параметри яких повинні визначатися з урахуванням конструктивних властивостей досліджуваного об'єкту.

Для двохконтурної системи справедлива схема заміщення [4, 5], яка наведена на рис. 1, де r_1 - активний опір обмотки індуктора; r_2 - активний опір, який сприяє протіканню вихрових струмів у виробі, а реактивні параметри схеми заміщення визначаються за формулами:

$$\begin{aligned} X_{s1} &= 0,5(X_1 - X_2 + X_{k12}); \\ X_{s2} &= 0,5(X_2 - X_1 + X_{k12}); \\ X_{12} &= 0,5(X_1 + X_2 - X_{k12}), \end{aligned} \quad (1)$$

де розрахункові параметри розсіювання (позначені індексом s) і взаємної індукції X_{12} залежать від співвідношення власних опорів контурів індуктора X_1 , еквівалентного контура струмів у виробі X_2 і опору короткого замикання цих контурів X_{k12} , які визначаються з урахуванням внутрішніх реактивних опорів індуктора X_{i1} та виробу X_{i2} . При цьому дотримуються співвідношення $X_{s1} + X_{s2} = X_{k12}$; $X_{s1} + X_{12} = X_1$; $X_{s2} + X_{12} = X_2$, що відповідає необхідній умові адекватності схеми заміщення.

При цьому, як можна визначити за структурою формул системи (1), в склад параметру X_{s1} входить тільки X_{i1} , в склад X_{s2} тільки X_{i2} , а в складі X_{12} внутрішні реактивні опори відсутні, так як вони входять в останню формулу системи (1) під

різними знаками. Це відповідає фізичним уявленням про процес електромагнітної індукції в двох магнітно пов'язаних контурах.

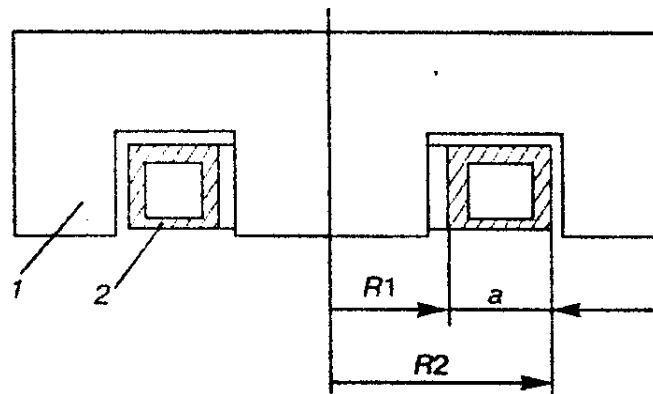


Рисунок 1 – Схема конструкції індуктора з магнітопроводом для нагрівання плоских поверхонь деталей: 1 — магнітопровід; 2 — виток (обмотка індуктора)

Якщо обмотка індуктора має декілька витків, то опори повинні бути розрахунково приведені до однакової кількості витків, які описані в роботах [4, 5]. В даному випадку зручніше привести до одного витка.

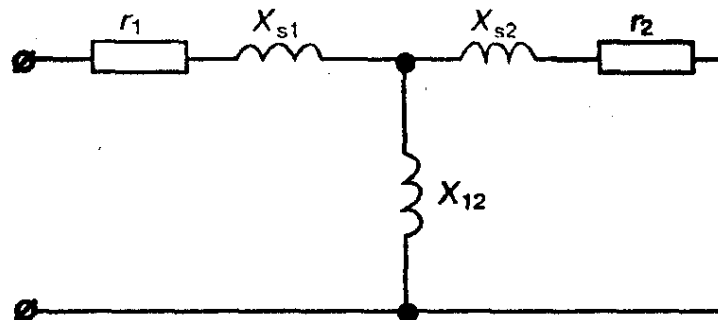


Рисунок 2 – Схема заміщення двохконтурних індукційних систем

На основі схеми, наведеної на рис.2, для еквівалентних опорів системи можна записати [8]: $r = r_1 + r_2'$; $X = X_{s1} + X_2'$.

В цьому випадку r_2' і X_2' – приведені до струму індуктора опору вторинного контуру:

$$r_2' = Cr_2; \quad (2)$$

$$X_2' = C \left[X_{s2} + \frac{X_{s2}^2 + r_2^2}{X_{12}} \right], \quad (3)$$

C - коефіцієнт приведення параметрів по струму визначається за формулою:

$$C = \frac{I_2^2}{I_1^2} = \left[\left(\frac{r_2}{X_{12}} \right)^2 + \left(1 + \frac{X_{s2}}{X_{12}} \right)^2 \right]^{-1}. \quad (4)$$

При цьому розрахунок напружень струмів і потужностей у всіх елементах індукційної системи здійснюється за схемою заміщення відомими методами теорії електричних кіл.

Описана методика дає достатньо точні результати розрахунків і пройшла багаторазову перевірку при розв'язанні практичних задач [4, 5]. Основним питанням при цьому є обґрунтування для визначення параметрів індукційної системи r_1 , r_2 , X_1 , X_2 і X_{12} .

Розглянемо це питання детальніше.

2. Розрахунок активних опорів. Активні опори індуктора і навантаження можна визначити за формулою:

$$r = \rho \frac{l_{cep}}{\Delta \Pi} k_{emp} a_R, \quad (5)$$

де ρ – питомий опір, який вимірюється на зразках металу індуктора і навантаження на постійному струмі; $l_{cep} = \pi d_{cep}$ – середня довжина шляху струму; $\Delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$ – глибина проникнення струму в метал індуктора або навантаження; $\omega = 2\pi f$, де f – частота електричного струму індуктора; μ – магнітна проникність матеріалу індуктора або навантаження; Π – ширина зони протікання струму, для індуктора вона дорівнює половині периметру провідника індуктора, для навантаження приймаємо $\Pi_2 = a/k_R$ і $k_{emp} = 1$, де k_R – коефіцієнт Роговського або аналогічні йому, що враховують зменшення опору через розтікання струму при навантаженні і збільшенні зазору (які будуть розглянуті нижче); k_{emp} – коефіцієнт збільшення втрат через нерівномірний розподіл густини струму в обмотці індуктора [4]:

$$k_{emp} = \left(\frac{(\alpha - 1)}{\ln \alpha} \right)^2 \frac{1}{\alpha}, \quad (6)$$

де $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ – відношення зовнішнього і внутрішнього радіусів витка індуктора.

Оскільки ефекти збільшення втрат через нерівномірний розподіл густини струму і зменшення втрат із-за затікання струму на бокові поверхні витка індуктора у відомій мірі компенсують один одного, то можна практично без втрат точності приймати в розрахунках припущення, що струм в індукторі протікає тільки по поверхні витка, оберненого до виробу, що нагрівається, тобто $\Pi = a$, $k_{emp} = 1$. Відомий ефект витіснення струму з витка, розташованого в пазі магнітопроводу, збільшує точність такого припущення.

У формулу (5) входить коефіцієнт Л.Р. Неймана a_R , який дорівнює одиниці для немагнітних матеріалів і визначається для феромагнітних матеріалів за формулою [9]:

$$a_R = \frac{4n}{3n+1} \sqrt{1 + \sin \psi}, \quad (7)$$

де n – показник степені параболи, який апроксимує основну криву намагнічування сталей (ψ – кут втрат на гістерезис). Середнє значення для цього коефіцієнта для конструкційних сталей складає 1,4.

Комплексні опори, які спричинені металом при протіканні струму в обмотці індуктора і навантаження, розраховують за формулою:

$$Z_i = r + jx_i = (a_R + ja_X) \frac{\rho l_{cep}}{\Delta \Pi}, \quad (8)$$

де $j = \sqrt{-1}$, а $a_X = \sqrt{1 - \sin \psi}$ – коефіцієнт Неймана для внутрішнього реактивного опору x_i феромагнітних тіл [9], його середнє значення для конструкційних сталей $a_X \approx 0,85$. Для немагнітних матеріалів цей коефіцієнт дорівнює одиниці.

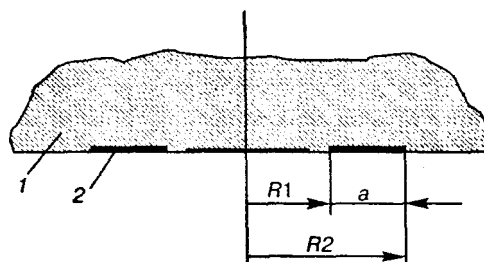


Рисунок 3 – Розрахункова схема для визначення власного опору плоских замкнутих електричних контурів у присутності магнітопроводу: 1 — магнітне дзеркало; 2 — виток індуктора

3. Розрахунок власного індуктивного опору контурів. Ці опори входять до складу формул (1) і визначаються тільки як власні опори без врахування впливу іншого контуру. В теорії електричних машин і трансформаторів такі визначені опори називають опорами холостого ходу.

Для розрахунку індуктивного опору контурів при наявності магнітопроводу доцільно прийняти розрахункову модель, яка представлена на рис. 3. В ній враховано, що практично весь струм протікає по поверхні контуру, оберненого до навантаження (це було обгрунтовано вище), і що магнітопровід може бути замінений феромагнітним напівпростором з магнітною проникністю $\mu \rightarrow \infty$ в силу того, що високочастотні магнітопроводи розраховуються для роботи при рівнях насичення, значно менше індукції насичення матеріалів магнітопроводу.

Тому при розрахунку може бути використаний класичний метод дзеркальних відображень, який дозволяє визначити індуктивний опір контуру з магнітопроводом як подвійний індуктивний опір контуру у вільному просторі.

З похибкою не більше 10 % індуктивний опір при високій частоті можна знайти, використавши дуальний магнітний аналог формули Р.Хольма для визначення опору контурів $X_X = \omega\lambda$ ($\lambda = \mu_0 2R_l$ - магнітна провідність) [4]. Таким чином, для контуру з магнітопроводом $X = 2 X_X$.

Більш точно (з похибкою менше 3 %) індуктивний опір (з урахуванням наявності магнітопроводу) можна знайти за формулою [10]:

$$X = 0,81\omega\mu_0\pi R_l k_i, \quad (9)$$

де $k_i = 0,5(\alpha^2 - 1)/\ln\alpha$ для широких витків обмотки індуктора при врахуванні нерівномірного розподілу густини струму по їх перерізі, або $k_i = (\alpha^2 + \alpha + 1)/3$ - для тонких витків і витків з великим радіусом внутрішнього отвору. В останній формулі коефіцієнт k_i прямує до одиниці при відношенні $R_2/R_l = \alpha$, близькому до одиниці.

При збільшенні зазору між індуктором і навантаженням радіус еквівалентного витка навантаження зменшується на величину, яка визначається за допомогою коефіцієнта Роговського $R_{2H} = R_l/k_R$. При розрахунку власного індуктивного опору навантаження ця величина підставляється у формулу (9).

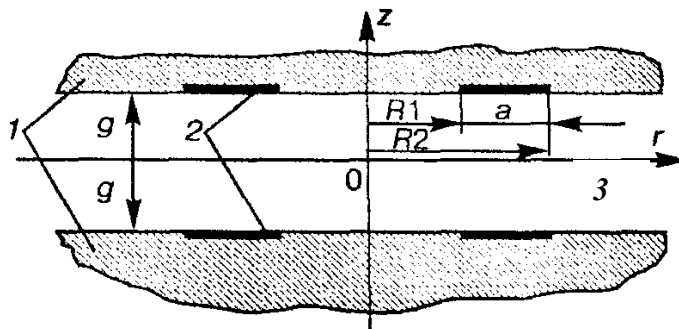


Рисунок 4 – До розрахунку опору короткого замикання циліндричних контурів у присутності магнітопроводів: 1 — магнітопроводи; 2 — витки індуктора, 3 — повітряний зазор

Опір, розрахований за формулою (9), сумується з внутрішнім опором, який визначається за формулою (8). Цим завершується розрахунок власного опору контуру індуктора і навантаження.

Відзначимо, що для індукторів з широким витком внутрішні опори можуть бути розраховані за формулою [4, 11]:

$$Z_i = r + jx_i = (a_R + ja_X) \frac{2\pi\rho}{\Delta \ln\alpha}. \quad (10)$$

4. Розрахунок опору короткого замикання контурів. Розрахунок опору короткого замикання контурів індуктора 1 і навантаження 2 розраховуються за

формулою Каппа-Роговського як половина опору короткого замикання тонких обмоток, розміщених на відстані $2g$ одна від одної (рис. 4) [4]:

$$X_{K12} = \omega \mu_0 \frac{l_{cep} g}{a} k_R. \quad (11)$$

Прийнятий тут метод врахування навантаження безпосередньо його замінення дзеркальним відображенням обмотки індуктора відносно поверхні часто використовується в подібних розрахунках і не вносить в них якої-небудь суттєвої похибки, яка з'являється через неідеальну поверхню навантаження як магнітного дзеркала [4, 11]. Крім того, такий підхід дозволяє враховувати результати розрахунку розтікання густини струму в навантаженні під витком індуктора, яке не завжди апіорі точно відомо.

Коефіцієнт Роговського $k_R = 1 - g/\pi a$, відомий з теорії трансформаторів, визначається для систем прямолінійних електричних шин (обмоток), розміщених між ідеальними магнітопроводами. В даному випадку ми маємо справу з круговими контурами. Бажано використовувати при розрахунках коефіцієнт Роговського з-за простоти його визначення.

Раніше виконані дослідження показали [11], що застосування формули Роговського дає можливість отримати результати з достатньою інженерною точністю при розрахунку опору короткого замикання кругових контурів при умові $\beta > 4$ ($\beta = \pi R_l / 2g$) при заданому α . Ця умова виконується для великої кількості індукційних систем розглядуваного типу, так як для отримання достатнього коефіцієнта корисної дії завжди вибирають $R_l > g$. Похибка розрахунку при цьому лежить в межах 4...8 %. При $\beta < 4$ коефіцієнт Роговського втрачає фізичний зміст, бо його величина стає меншою 0.

В цих умовах розрахунок опору короткого замикання необхідно проводити за формулою (11), де $l_{cep} = 2\pi R_{cep} = 2\pi a / \ln \alpha$, а коефіцієнт k_R , який враховує вплив геометричних параметрів досліджуваної системи, замінюється коефіцієнтом k_s , що дорівнює [11]

$$k_s = 1 - 8(\pi^2 \ln \alpha)^{-1} \times \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-2} [K_0(n\beta\alpha)I_0(n\beta\alpha) + K_0(n\beta)I_0(n\beta) - 2K_0(n\beta\alpha)I_0(n\beta)] \quad (12)$$

Він враховує вплив геометричних параметрів досліджуваної системи;

$I_0(x)$ і $K_0(x)$ – модифіковані функції Бесселя першого та другого роду нульового порядку [12, 13].

З теоретичної точки зору, цікаво визначити, до якої границі прямує k_s при збільшенні зазору до нескінченності, тобто при $\beta \rightarrow 0$.

Враховуючи, що $I_0(0) = 1$ і $K_0(x \rightarrow 0) \approx \ln(x)$ [14, 15], при підстановці цих виразів у формулу (12) одержуємо

$$k_s = 1 - 8\pi^{-2} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-2} = 0, \quad (13)$$

що відповідає теоретичним уявленням про характер електромагнітного зв'язку електричних контурів і служить перевіркою про правильність одержаних формул на відповідність їх граничним режимам. В останній формулі враховано, що [13]

$$\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-2} = \frac{\pi^2}{8}.$$

Так як $n=1,3,\dots$, $\beta = \pi R_l / (2g)$ і $\alpha = R_2 / R_l$ завжди більше одиниці, тоді формулу (12) можна спростити, використовуючи відомі асимптотичні розклади функцій Бесселя [12], точні до другого десяткового знака при аргументі функцій Бесселя, більше одиниці, з яких випливає, що

$$K_0(cx)I_0(dx) = (2x)^{-1}(cd)^{\frac{1}{2}} \exp(-x(c-d)),$$

де x - змінна, c і d - довільні параметри.

З врахуванням прийнятих скорочень формула (12) приймає вигляд:

$$k_s = 1 - 4(\pi^2 \beta \ln \alpha)^{-1} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-3} [1 + \alpha^{-1} - 2\sqrt{\alpha^{-1}} \exp(-n\beta(\alpha-1))]. \quad (14)$$

Сума ряду $\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-3} = \frac{7}{8\xi(3)} \approx 1,052$, де $\xi(p)$ - функція Рімана [16]. З врахуванням цього формула (14) приймає вигляд:

$$k_s = 1 - 4,208(\pi^2 \beta \ln \alpha)^{-1} [(1 + \alpha^{-1}) - 2\sqrt{\alpha^{-1}} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} n^{-3} \exp(-n\beta(\alpha-1))]. \quad (15)$$

Очевидно, що ряд у виразі (14) дуже швидко спадає з точністю до другого десяткового знака, тому можна обмежитись обчисленнями тільки першого члена ряду. Таким чином, в кінцевому вигляді маємо:

$$k_s = 1 - 4,208(\pi^2 \beta \ln \alpha)^{-1} [(1 + \alpha^{-1}) - 2\sqrt{\alpha^{-1}} \exp(-\beta(\alpha-1))]. \quad (16)$$

Очевидно, що формула (16) значно зручніша для розрахунків, ніж формула (12).

Для перевірки запропонованої методики розрахунку індукторів були проведені вимірювання електричних параметрів системи індуктор-навантаження, в якій використовували індуктор з феритовим магнітопроводом (див. рис. 1). Розмір витка індуктора $R_1 = 10$ мм, $R_2 = 18$ мм, $a = 8$ мм.

В якості навантаження використовували сталеву пластинку, при цьому її товщина становила $d = 2$ мм і вибиралась більшою, ніж глибина проникнення струму в пластину при частоті струму, при якій проводились експерименти (440 кГц). Це дозволило визначати параметри навантаження за формулами для плоскої електромагнітної хвилі.

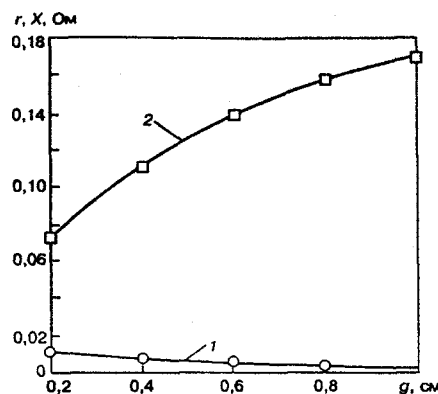


Рисунок 5 – Залежність електричних параметрів індуктора від зазору між індуктором і навантаженням: 1 — активний опір індуктора; 2 — реактивний опір індуктора

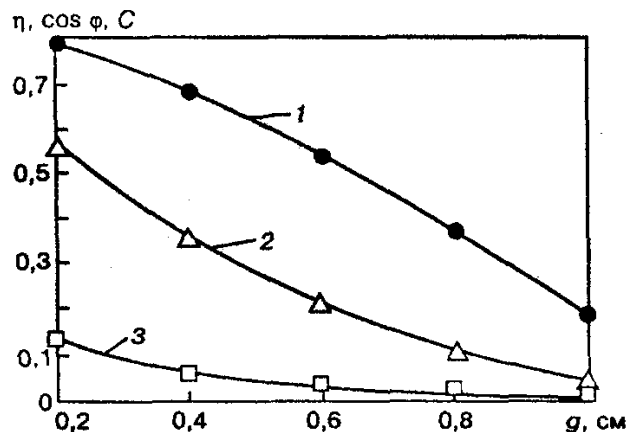


Рисунок 6 – Залежності ККД (1), коефіцієнта потужності (3) і коефіцієнта приведення параметрів С (2) від зазору між індуктором і навантаженням

Еквівалентні активні і реактивні опори в системі індуктор-навантаження визначали на основі схеми, яка представлена на рис. 2, за відомими формулами теорії електричних кіл. Результати розрахунку активного і реактивного опорів системи індуктор-навантаження наведені в залежності від величини повітряного зазору g на рис. 5, а ККД, коефіцієнта потужності $\cos\varphi$ і коефіцієнта приведення параметрів C - на рис. 6. З графіків видно, що дану систему індуктор - навантаження доцільно використовувати при повітряних зазорах, менших 5 мм.

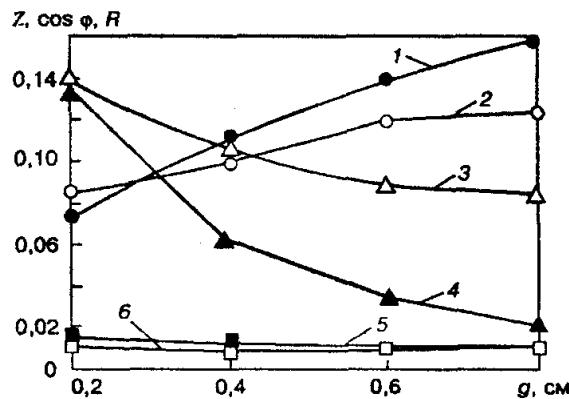


Рисунок 7 – Результати порівняння розрахункових та експериментальних даних:
1-Z (розрахункове), Ом; 2-Z, Ом; 3-cos φ ; 4-cos φ (розрахункове); 5-R (розрахункове), Ом; 6-R, Ом

На рис. 7 наведені розрахункові і виміряні значення активного і повного опорів, а також коефіцієнтів потужності досліджуваної системи індуктор - навантаження.

Привертає увагу те, що співпадання розрахункового і виміряного опорів системи індуктор - навантаження задовольняє зазор порядку 0,5 см, а потім розходження результатів збільшується. Особливо це відноситься до коефіцієнта потужності.

Проведений аналіз цього явища показав, що воно пов'язане з насиченням магнітопроводу індуктора при збільшенні повітряного зазору. Це проходить тому, що погіршується магнітний зв'язок обмотки індуктора з полем струму в навантаженні, зростає струм намагнічування і при зниженні опору взаємної індукції X_{12} магнітна індукція в магнітопроводі [17]. Розрахунок показує, що в умовах даного в статті прикладу, при збільшенні зазору від 2 до 8 мм магнітна індукція в магнітопроводі зростає на 29%, що і приводить до його насичення. В свою чергу це приводить до зменшення власного опору індуктора, а потім реактивного опору системи індуктор - навантаження. При цьому також знижується міра зростання реактивного опору системи індуктор - навантаження із збільшенням повітряного зазору, а зміна активного опору системи практично не відбувається. Це приводить до сповільненого, в порівнянні з розрахунковим, зменшення коефіцієнта потужності із збільшенням зазору, що можна простежувати безпосередньо за формулою

$$\cos\varphi = [1 + (X/R)^2]^{-\frac{1}{2}}. \quad (17)$$

При наступному збільшенні зазору опір системи індуктор - навантаження переходить у власний опір індуктора з магнітопроводом, з відповідним режимом його насичення, коефіцієнт потужності буде дорівнювати $\cos\varphi$ холостого ходу індуктора.

Але, як було відзначено вище, дані режими роботи системи індуктор - навантаження лежать за межами запропонованих з позицій одержання допустимого ККД нагрівання виробу і нагрівання магнітопроводу, тому нехтування насиченням обґрунтовано для практичних розрахунків і дозволяє одержати спрощену методику вірогідних інженерних розрахунків з достатньою для практичних цілей точністю.

Висновок. Розроблено основи індукційного нагрівання та наплавлення тонких сталевих дисків суцільної форми, які дозволяють проектувати нагрівальну систему індуктор-магнітопровід з урахуванням їх електрофізичних, енергетичних та

геометричних параметрів. Отримані теоретичні і експериментальні результати дослідження нагрівальної системи (індуктор-магнітопровід) підтвердили обґрунтованість застосування вибраної методики з достатньою для інженерних розрахунків і практичних цілей точністю в межах 3-4 %.

Література

1. Шаблій О.Н., Пулька Ч.В., Письменный А.С. Оптимизация конструктивных параметров индуктора для индукционной наплавки тонких стальных дисков // Автомат. сварка. – 1997. – № 6. – С. 17-20.
2. Шаблій О.Н., Пулька Ч.В., Письменный А.С. Оптимизация параметров индуктора для равномерного нагрева дисков по ширине зоны наплавки с учетом экранирования // Автомат. сварка. – 2002. – № 11. – С. 24-26.
3. О. Шаблій, Ч.Пулька. Математична модель оптимізації конструктивних параметрів нагрівальної системи з урахуванням комбінованого екранування теплових та електромагнітних полів//Вісник Тернопільського державного технічного університету.– 2007.–№2.–С.66-67.
4. Лебедев В.К., Письменный А.С., Яворский Ю.Д. Расчет индуктора для сварки токами высокой частоты // Автомат. сварка. – 1976. – № 3. – С. 29-34.
5. Письменный А.С. Схемы замещения и методы расчета индукционных сварочных и электротермических устройств // Автомат. сварка. – 1994. – №4. – С. 1-4.
6. Письменный А.С. Синтез индукционных систем для сварки и пайки соединений труб по заданному распределению мощности в зоне шва // Автомат. сварка. – 2001. – № 5. – С. 45-46.
7. Юхименко Р.В. Методы расчета сварочных индукторов // Автомат. сварка. – 2002. – № 5. – С. 23-28.
8. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. – Л.: Энергия, 1974. – 264 с.
9. Письменный А.С. Расчет двухмерного электромагнитного поля при синусоидальном в пространстве возбуждающем поле // Техн. электродинамика. — 1988.- № 4. - С. 25-30.
10. Письменный А.С. Электромагнитное поле и собственные сопротивления индукторов для нагрева плоских поверхностей изделий / Автомат. сварка. – 1997. - № 11. - С. 28-31.
11. Письменный А.С. Расчет собственного реактивного сопротивления обмотки полюса // Техн. электродинамика. — 1979. — № 2. - С. 4-8.
12. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. —М.: Наука, 1973. —228с.
13. Бронштейн И.Н., Самендеев К.А. Справочник по математике. – М.: Изд-во физико-математической литературы, 1962. – 608 с.
14. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и таблицей. / Под ред. М. Абрамовица и И. Стигана. - М.: Наука, 1979. -832с.
15. Шенк Х. Теория инженерного эксперимента. Перевод с английского Коваленко Е.Г. / Под редакцией чл.-корр. АН СССР Бусенко Н.П. – М.:Мир, 1972. – 630 с.
16. G.C. Irons, "Laser Fusing of Flame Spray Coatings," Welding Journal, December 1978.
17. Bruck G.J. High-Power Laser Beam Cladding. – Metals. – 1997. – № 2. – P. 10-13.

Одержано 03.07.2007 р.

УДК 631.34.072.1

**Т. Рибак, докт. техн. наук; П. Паламарчук;
М. Михайлишин, канд. фіз.-мат. наук**

Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя

ОСОБЛИВОСТІ РОЗПОДІЛУ ВНУТРІШНІХ СИЛОВИХ ФАКТОРІВ З УРАХУВАННЯМ ГЕОМЕТРІЇ КОНСТРУКЦІЙ РАМ СІЛЬСЬКОГОСПОДАРСЬКИХ МАШИН

В даній роботі запропоновано ефективну інженерну методику розрахунку плоских просторово навантажених конструкцій рам сільськогосподарських машин з загином поздовжніх лонжеронів. При дослідженні напружено - деформівного стану даного типу конструкцій застосовано метод мінімуму потенціальної енергії.